

Rec'd PCT/PTO 12 MAY 2005

/JP03/14135

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

10/534870
06.11.03

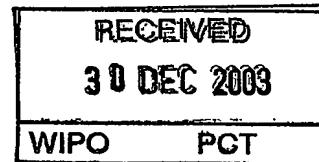
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年11月15日
Date of Application:

出願番号 特願2002-331898
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2002-331898]

出願人 松下電器産業株式会社
Applicant(s):

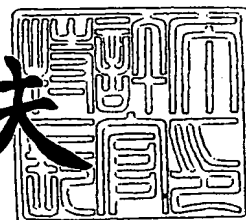


**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2003年12月12日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 2022040328

【提出日】 平成14年11月15日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03F 3/217
H03K 7/08
H02M 7/48

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 石井 卓也

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

【氏名】 池田 雅春

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 明石 裕樹

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電力増幅装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電源の電圧値 V_c の供給される、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列のスイッチ回路と、

上記ハイサイドスイッチと上記ローサイドスイッチとの中間に接続された負荷部と、

入力交流信号 V_i に対応させて、所定のオン、オフ期間比に設定された周期で上記スイッチ回路を作動させて上記負荷部を駆動するための制御回路を備え、

前記制御回路は、

前記電源（電圧値 V_c ）から直流成分（電圧値 E_c ）を検出して、前記電源の電圧値と前記直流成分との比率（ V_c/E_c ）に、所定の電圧を乗じる演算回路と、

前記演算回路の出力電圧を振幅とする三角波電圧 V_t を発生させる三角波電圧発生回路と、

前記三角波電圧 V_t と前記入力交流信号 V_i とを比較して、パルス信号を出力するパルス幅変調回路と、

前記パルス信号に基づいて前記スイッチ回路を駆動する駆動回路と、
を有する電力増幅装置。

【請求項2】 ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列のスイッチ回路を並列一対のブリッジ構成とし、互いの前記ハイサイドスイッチと前記ローサイドスイッチとの接続点同士の間前記負荷部を接続した請求項1に記載の電力増幅装置。

【請求項3】 前記電源に、前記直流成分の制御可能なDC-DCコンバータを有し、上記DC-DCコンバータから前記電源電圧が供給される請求項1に記載の電力増幅装置。

【請求項4】 前記DC-DCコンバータは、前記電源の直流成分を制御して、前記入力交流信号から出力交流信号への信号増幅率を調整する機能を備えた請求項3に記載の電力増幅装置。

【請求項 5】 前記演算回路は、

前記スイッチ回路の両端に接続された可変抵抗器を含む複数の抵抗器の直列体と、上記可変抵抗器よりもゼロ電位側に設けられた前記抵抗器の直列体の第 1 の接続点に接続されたローパスフィルタとを有し、

前記 DC-DC コンバータは、前記電源（電圧値 V_c ）の直流成分 E_c を制御して、前記ローパスフィルタの出力電圧を制御するように構成され、

前記三角波電圧発生回路は、前記可変抵抗器よりもゼロ電位側に設けられた第 2 の接続点と第 3 の接続点とを入力され、前記第 2 の接続点と前記第 3 の接続点との電位差が前記三角波電圧の振幅となるように構成された請求項 1 に記載の電力増幅装置。

【請求項 6】 前記演算回路は、

前記電源の電圧値 V_c に応じた第 1 の電流を発生する第 1 の電流源回路と、

前記第 1 の電流からローパスフィルタを介して得られる第 2 の電流を発生する第 2 の電流源回路と、

所定の電流を供給する定電流源回路と、

前記第 1 の電流がコレクタ電流として流れる第 1 のトランジスタと、

前記第 2 の電流がコレクタ電流として流れる第 2 のトランジスタと、

前記定電流がコレクタ電流として流れる第 3 のトランジスタと、

第 4 のトランジスタと、

を有し、

前記第 1 のトランジスタと前記第 3 のトランジスタとは、それぞれのベース-エミッタ電圧 (V_{be1} , V_{be3}) が加算されるように接続され、前記第 2 のトランジスタと前記第 4 のトランジスタとは、それぞれのベース-エミッタ電圧 (V_{be2} , V_{be4}) が加算されるように接続され、さらに両方の加算電圧が等しくなるように、それぞれのトランジスタのベース端子が接続され ($V_{be1} + V_{be3} = V_{be2} + V_{be4}$)、前記第 4 のトランジスタに流れるコレクタ電流に応じた電圧を出力する請求項 1 に記載の電力増幅装置。

【請求項 7】 前記第 2 の電流に応じた電圧を制御するように構成された DC-DC コンバータを有し、前記 DC-DC コンバータから前記電源の電圧値 V_c

を供給される請求項6に記載の電力増幅装置。

【請求項8】 入力交流信号と三角波電圧との比較結果に応じたパルス信号によって駆動され、上記三角波電圧が、電源の電圧値 V_c と上記電源の直流成分電圧値 E_c との比率(V_c/E_c)に所定の電圧を乗じた電圧で振幅することを特徴とする電力増幅装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、音響信号等から得られる入力交流信号を電力増幅して、スピーカ等の電気音響変換器に印加する電力増幅装置、とりわけ、その入力交流信号のD級増幅機能を備えた電力増幅装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

電源の電圧の変動による出力交流信号 V_o の歪みに対して、これを改善するには、一例として、三角波電圧 V_t の振幅 E_t を電源の電圧値 V_c に比例させる技術がある(例えば、特許文献1参照。)。その他、従来技術としては、特許文献2, 3, 4, 5がある。

【0003】

D級増幅機能を備えた電力増幅装置に関する技術としては、図5のように、H形ブリッジ構成の4個のスイッチ回路で負荷を駆動する、いわゆる、ブリッジタイド・ロード(bridge-tied load; 以下、BTLと略称)と呼ばれる、負荷駆動方式のものが一般に知られている。図5に示す電力増幅装置の構成およびその動作は、概ね、以下のようになる。

【0004】

直流電源10から電圧値 V_c を供給される、第1のスイッチ回路11は、NチャンネルMOSFETである第1のハイサイドスイッチ111と第1のローサイドスイッチ112とで構成され、同様に、第2のスイッチ回路12は、NチャンネルMOSFETである第2のハイサイドスイッチ121と第2のローサイドスイッチ122とで構成されている。第1のスイッチ回路11の出力端子、即ち、

第1のハイサイドスイッチ111と第1のローサイドスイッチ112との接続点を端子Xとし、第2のスイッチ回路12の出力端子、即ち、第2のハイサイドスイッチ121と第2のローサイドスイッチ122との接続点を端子Yとして、端子Xと端子Yの間にインダクタ13と負荷14の直列体が接続される。

【0005】

制御回路150は、第1のスイッチ回路11および第2のスイッチ回路12の各スイッチ回路を制御するもので、三角波発生回路300と、パルス幅変調(PWM)回路40と、第1の駆動回路51と、第2の駆動回路52とから構成される。信号源16は入力交流信号 V_i を出力する。

【0006】

PWM回路40は、入力交流信号 V_i と三角波発生回路300で発生する三角波電圧 V_t とが入力されて信号M1を出力する比較器41と、信号M1の反転信号を出力する反転器42とから構成される。

【0007】

第1の駆動回路51は、信号M1を入力して第1のハイサイドスイッチ111を駆動する増幅器511と、信号M1を入力して第1のローサイドスイッチ112を駆動する反転増幅器512とから構成される。第2の駆動回路52は、信号M2を入力して第2のハイサイドスイッチ121を駆動する増幅器521と、信号M2を入力して第2のローサイドスイッチ122を駆動する反転増幅器522とから構成される。

【0008】

図6は、以上のように構成された従来の電力増幅装置のタイミングチャートである。

【0009】

図6に示すように、三角波電圧 V_t は最大電圧値 E_t を振幅として、 $\pm E_t$ 間を周期 T で増減する。この三角波電圧 V_t と入力交流信号 V_i は、PWM回路40内で比較器41によって比較され、同比較器41の出力信号M1及び反転増幅器42によって、その反転信号M2が出力される。信号M1は、三角波電圧 V_t が入力交流信号 V_i より小さい、 $V_t < V_i$ 、のときにハイ(H)レベルとなる

。信号M1の周期TにおけるHレベルの期間の割合（デューティ比と呼ぶ） δ は、次式で表される。

【0010】

$$\delta = (1 + V_i / E_t) / 2 \quad \dots (1)$$

第1のハイサイドスイッチ111は信号M1に従ってオン、オフされ、第1のローサイドスイッチ112は信号M1の反転信号に従ってオン、オフされる。即ち、第1のスイッチ回路11中の第1のハイサイドスイッチ111と第1のローサイドスイッチ112とは、交互にオン、オフする。一方、第2のハイサイドスイッチ121は信号M2に従ってオン、オフされ、第2のローサイドスイッチ122は信号M2の反転信号に従ってオン、オフされる。即ち、第2のスイッチ回路12中の第2のハイサイドスイッチ121と第2のローサイドスイッチ122とは、第1のスイッチ回路11と逆位相で、交互にオン、オフする。

【0011】

従って、信号M1がHレベルの期間には、端子Xは直流電源10の一端の電圧値 V_c 、端子Yは直流電源10の他端の電圧値0、すなわちゼロ電位となり、信号M1がロー（L）レベルの期間には、端子Xはゼロ電位、端子Yが電源の電圧値 V_c となる。以上のようなスイッチング動作が三角波電圧 V_t の周期Tで繰返される。この周期Tにおいて入力交流信号 V_i の変動が無視できるほどに小さいものとする。端子Xの平均電位 V_x 及び端子Yの平均電位 V_y は信号M1のデューティ比 δ を用いて

$$V_x = \delta \cdot V_c$$

$$V_y = (1 - \delta) \cdot V_c$$

となる。

【0012】

インダクタ13によって負荷14の両端には、平均電位 V_x と平均電位 V_y との差電圧が発生する。負荷14の両端電圧すなわち出力交流信号 V_o は、結果的に次式のように表される。

【0013】

$$V_o = V_x - V_y = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (2)$$

ここで、(2) 式に (1) 式を代入すると、

$$V_o = (V_c / E_t) \cdot V_i \quad \dots (3)$$

が得られる。即ち、出力交流信号 V_o は、入力交流電圧 V_i を (V_c / E_t) 倍に増幅した電圧になる。

【0014】

しかしながら、図5に示される従来技術の場合、この直流電源10の電圧値 V_c の変動に伴って増幅率 (V_c / E_t) も変動し、これが出力交流信号 V_o の歪みの原因となる。

【0015】

このような電源の電圧の変動による出力交流信号 V_o の歪みに対して、これを改善するには、一例として、特許文献1で開示されるように、三角波電圧 V_t の振幅 E_t を電源の電圧値 V_c に比例させる技術がある。図7は、特許文献1に示された、三角波発生回路の回路構成とその動作波形図である。

【0016】

以下に、図7の三角波発生回路の構成とその動作を説明する。なお、図7の構成は、ほとんど特許文献1で開示の原図(第4図)をそのまま用いたが、ここでの図中の符号は、後に説明素本発明の場合との整合が取れるように、一部変更している。

【0017】

図7において、端子A1は直流電源の電圧値 V_c を入力する端子であり、抵抗 R_1 が接続される。英文字符で示されるADDは、演算増幅器であり、抵抗 R_2 と抵抗 R_3 とが接続されて、アナログ加算器の動作をする。同じく C_x 、 C_y は、比較器であり、同様にFFは、フリップフロップである。また、INTは、演算増幅器であり、この場合、抵抗 R_0 とコンデンサ C_0 とが接続されて、アナログ積分器の動作をする。アナログ積分器INTの出力が三角波電圧 V_t となる。

【0018】

まず、演算増幅器ADDは増幅率が充分大きく、その正負入力端子間は電位差がほとんど発生しないように動作するので、抵抗 R_2 と抵抗 R_3 との接続点Gの電位はゼロ電位となる。従って抵抗 R_1 と抵抗 R_2 との接続点A2の電位 V_{a2}

は直流電源の電圧値 V_c を抵抗 R_1 と抵抗 R_2 とで分圧したものとなり、次式で表される。

【0019】

$$V_{a2} = V_c \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \quad \dots (4)$$

また、演算増幅器 ADD の出力端子 A_3 の電位 V_{a3} は、抵抗 R_2 と抵抗 R_3 との各抵抗値が等しければ、次式のように、接続点 A_2 の電位を反転した電位になる。

【0020】

$$V_{a3} = -V_{a2} = -V_c \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \quad \dots (5)$$

一方、演算増幅器 INT においては、フリップフロップ FF がセットされ、その出力が図 7 (b) に接続点 A_4 で示す正の一定電圧 (V_f) になる時は、電圧 V_f を積分し、その結果出力 V_t が直線的に低下する。逆に、フリップフロップ FF がリセットされ、接続点 A_4 が負の一定電圧 ($-V_f$) になる時は、出力 V_t が直線的に上昇する。ここで、フリップフロップ FF は、比較器 C_x によって出力 V_t が接続点 A_2 の電圧 (V_{a2}) になると、セットになり、また、比較器 C_y によって出力 V_t が接続点 A_3 の電圧 ($-V_{a2}$) になると、リセットになる。従って、出力 V_t は電圧値 $\pm V_{a2}$ 間を増減する三角波電圧となり、式 (4) 及び (5) に示すように、その振幅は電源の電圧値 V_c に比例したものが得られる。

【0021】

さて、式 (3) の電圧値 E_t と、式 (4) 及び (5) で表される電圧値 V_{a2} とが等価として、式 (3) の電圧値 E_t に式 (4) 及び (5) の電圧値 V_{a2} を代入すると、

$$V_o = (V_c / V_{a2}) \cdot V_i = (1 + R_1 / R_2) \cdot V_i$$

が得られる。このように、三角波電圧 V_t の振幅を電源の電圧値 V_c に比例させることにより、 D 級電力増幅装置の増幅率は、その電源の電圧値 V_c に影響されずに、一定とすることができる。

【0022】

【特許文献 1】

特開昭54-80657号公報 (第4図)

【特許文献2】

特開昭60-190010号公報

【特許文献3】

特開2002-64983号公報

【特許文献4】

特開昭61-39708号公報

【特許文献5】

特開平3-159409号公報

【0023】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、図7に示した構成の従来のD級増幅機能を有する電力増幅装置では、三角波電圧 V_t の振幅を電源の電圧値 V_c に比例させることにより、その増幅率は、その電源の電圧値 V_c の影響を受けずに、一定になるが、逆に電源の電圧値 V_c による増幅率の調整はできない。

【0024】

一方、図5で示した従来の電力増幅装置では、出力交流信号 V_o は(3)式で表されるように、電源の電圧値 V_c と入力交流信号 V_i の積に比例する。例えば負荷14がスピーカであり、その音量を抑えたい場合、即ち、出力交流信号 V_o を小さくしたい場合、電源の電圧値 V_c を小さくするか、あるいは入力交流信号 V_i を小さくすることになるが、この両者を比較してみると、電源の電圧値 V_c を小さくする場合の方が消費電力は少ない。なぜなら、入力交流信号 V_i を小さくしてもデューティ比 δ が50%に近くなるだけであるが、電源の電圧値 V_c を小さくする場合は、インダクタ13と負荷14との直列体に印加される電圧が小さくなり、流れる電流の実効値も小さくなるからである。この傾向は、負荷14が圧電スピーカのような容量性の場合に、いっそう顕著となる。

【0025】

ところが、図5で示した従来の電力増幅装置の直流電源10を、図8のように、バッテリーの電圧を昇圧コンバータ100で昇圧変換して、その出力を電源の

電圧値 V_c として供給する場合に、電源の電圧値 V_c の変動が生じ、これが出力交流信号 V_o の歪む原因となる、という課題がある。

【0026】

すなわち、昇圧コンバータ100は、バッテリー101から電力の供給される、インダクタ102とスイッチ103とダイオード104とコンデンサ105と制御回路106とから構成され、その出力の電圧値 V_c は、可変抵抗対107によって分割検出し、その検出電圧を安定化するように、スイッチ103のオン、オフ比が調整される。従って、昇圧コンバータ100は、可変抵抗対107によってコンデンサ105からの出力電圧、即ち電源の電圧値 V_c を調整できる。また、この種のD級電力増幅装置では、その負荷14を、容量性のものとし、その静電容量を C_o として扱う。

【0027】

そこで、図8のように構成されたD級電力増幅装置においては、その各部動作波形が図9で表されるようになる。図9(a)に示すように出力交流信号 V_o として振幅 E_o の正弦波電圧

$$V_o = E_o \cdot \sin[\omega t]$$

を想定する。

【0028】

すると、負荷14を流れる平均電流 I_o は、図9(b)のように、

$$I_o = C_o \cdot dV_o / dt = \omega \cdot C_o \cdot E_o \cdot \cos[\omega t]$$

となる。この電流 I_o がH形ブリッジ構成のスイッチ回路を流れる場合、電源の電圧値 V_c からの供給電流 I_c は図9(c)のようになる。つまり、コンデンサ105にとっては、放電電流のみならず、同量の充電電流が流れてしまうのである。昇圧コンバータ100にとっては、コンデンサ105からの放電電流は出力電流として対応できるが、充電電流には対応できず、これが電源の電圧値 V_c を上昇させてしまう。この結果、電源の電圧値 V_c に変動が生じ、出力交流信号 V_o の歪みの原因になる。

【0029】

電源の電圧値 V_c の変動による出力交流信号 V_o の歪みを補償する技術として

は、特許文献1以外にも、例えば特許文献2や特許文献3の各公報等に開示されているように、三角波電圧の振幅を電源電圧の変動に応じて変化させる方法もあるが、いずれも、三角波電圧の振幅を電源の電圧値に比例させるというものである。

【0030】

また、特許文献4や特許文献5では、三角波電圧の振幅ではなく、電源電圧の変動をパルス信号のパルス幅の設定に帰還させるというものもある。しかし、これらの各場合も、電源の電圧値の変動に対応する増幅率の調整機能は、いずれも、持っていない。

【0031】

本発明の目的は、電源の電圧値の変動に対応して、増幅率の調整を可能としながら、出力交流信号の歪みの原因となる電源の電圧値 V_c の変動を補償した電力増幅装置を提供することにある。

【0032】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明の電力増幅装置は、電源の電圧値 V_c が供給される、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列のスイッチ回路を、好ましくは並列一対のブリッジ構成として、互いの上記ハイサイドスイッチと上記ローサイドスイッチとの中間に出力負荷部を接続して有し、かつ、入力交流信号 V_i を受電して、所定のオン、オフ期間比を設定して、上記スイッチ回路を駆動する制御回路を有するもので、上記制御回路は、上記電源の電圧値 V_c から直流成分 E_c を検出して、上記電源の電圧値 V_c と直流成分 E_c との比率(V_c/E_c)に所定の電圧を乗じて出力する演算回路と、上記演算回路の出力電圧を振幅とする三角波電圧を発生させる三角波電圧発生回路と、上記三角波電圧と上記入力交流信号 V_i とを比較してパルス信号を出力するパルス幅制御回路とをそなえており、上記パルス信号に基づいて上記スイッチ回路を駆動することで、上記電源の電圧値 V_c による増幅率の調整が可能で、かつ、出力交流信号 V_o の歪みの原因となる上記電源の電圧値 V_c の変動が補償できるのである。

【0033】

また、本発明の電力増幅装置は、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を制御することができるように構成されたDC-DCコンバータを有し、上記DC-DCコンバータから上記電源の電圧値 V_c の供給される構成を有する。

【0034】

さらに、前記DC-DCコンバータは、前記電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を可変制御することにより、前記入力交流信号 V_i から出力交流信号 V_o への増幅率を調整する機能を有する。

【0035】

さらにまた、前記演算回路は、前記スイッチ回路の両端に接続された可変抵抗器を含む複数の抵抗器の直列体と、前記可変抵抗器よりもゼロ電位側に設けられた前記抵抗器の直列体の第1の接続点に接続されたローパスフィルタとを有し、前記DC-DCコンバータは、前記電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を制御するために、前記ローパスフィルタの出力電圧を制御するように構成され、前記可変抵抗器よりもゼロ電位側に設けられた第2の接続点と第3の接続点との電位差が前記三角波電圧の振幅となるように構成される。

【0036】

本発明の電力増幅装置は、演算回路が、電源の電圧値 V_c に応じた第1の電流を発生する第1の電流源回路と、上記第1の電流からローパスフィルタを介して得られる第2の電流を発生する第2の電流源回路と、所定の電流を供給する定電流源回路と、上記第1の電流がコレクタ電流として流れる第1のトランジスタと、上記第2の電流がコレクタ電流として流れる第2のトランジスタと、上記定電流源回路からコレクタ電流が供給される、第3のトランジスタおよび第4のトランジスタとを有し、上記第1のトランジスタと上記第3のトランジスタとは、それぞれのベース-エミッタ間電圧 V_{be1} 、 V_{be3} が加算されるように接続され、上記第2のトランジスタと上記第4のトランジスタとは、それぞれのベース-エミッタ間電圧 V_{be2} 、 V_{be4} が加算されるように接続され、さらに両方の加算されたベース-エミッタ間電圧電圧が等しくなる($V_{be1} + V_{be3} = V_{be2} + V_{be4}$)ように、それぞれのトランジスタのベース端子が接続され、上記第4のトランジスタに流れるコレクタ電流に応じた電圧を出力する構成を

有するものである。

【0037】

また、前記第2の電流に応じた電圧を制御するように構成されたDC-DCコンバータを有し、上記DC-DCコンバータから前記電源の電圧値 V_c が供給される構成を有するものである。

【0038】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の電力増幅装置を、好ましい実施の形態により、図面を参照して詳しく説明する。

【0039】

(実施の形態1)

図1は、第1の実施の形態である電力増幅装置の回路構成図を示す。

【0040】

直流電源10から電圧値 V_c の供給される、H形ブリッジ構成スイッチ回路の一方の第1のスイッチ回路11は、NチャンネルMOSFETである第1のハイサイドスイッチ111と第1のローサイドスイッチ112とであり、同様に、他方の第2のスイッチ回路12も、NチャンネルMOSFETである第2のハイサイドスイッチ121と第2のローサイドスイッチ122とである。第1のスイッチ回路11の出力端子、即ち、第1のハイサイドスイッチ111と第1のローサイドスイッチ112との接続点 x と、第2のスイッチ回路12の出力端子、即ち、第2のハイサイドスイッチ121と第2のローサイドスイッチ122との接続点 y との間に、インダクタ13と負荷14との直列体が接続される。

【0041】

制御回路15には、電源の電圧値 V_c を検知して、所定の電圧を出力する演算回路20と、演算回路20の出力電圧を振幅とする、三角波電圧 V_t を発生する三角波電圧発生回路30とでなることが、図5の従来技術の回路構成と相違する。また、演算回路20は、電源の電圧値 V_c 中から直流成分 E_c を検出して、その電圧値 V_c と直流成分 E_c との比率(V_c/E_c)に所定の電圧 E_t を乗じて出力する。信号源16は、入力交流信号 V_i の発生源である。

【0042】

パルス幅制御回路（PWM回路）40は、入力交流信号 V_i と三角波電圧 V_t とを入力して、比較器41から信号M1を出力し、反転増幅器42から、信号M1の反転信号M2を出力する構成である。

【0043】

第1の駆動回路51は、信号M1を入力して第1のハイサイドスイッチ111を駆動する増幅器511と、信号M1を入力して第1のローサイドスイッチ112を駆動する反転増幅器512とで構成される。第2の駆動回路52は、信号M2を入力して第2のハイサイドスイッチ121を駆動する増幅器521と、信号M2を入力して第2のローサイドスイッチ122を駆動する反転増幅器522とで構成される。

【0044】

以下に、この第1の実施の形態である電力増幅装置の動作を説明する。

【0045】

三角波電圧 V_t の振幅 ΔV_t は、演算回路20によって、電源の電圧値 V_c とその直流成分 E_c との比率（ V_c/E_c ）に所定の電圧値 E_t を乗じたものであるから、次式で表される。

【0046】

$$\Delta V_t = (V_c / E_c) \cdot E_t \quad \dots (7)$$

この三角波電圧 V_t は、PWM回路40の比較器41によって、入力交流信号 V_i と比較されて、その比較器41の出力である信号M1になり、さらに反転増幅器42からは、信号M1の反転信号M2が出力される。信号M1は、三角波電圧 V_t が入力交流信号 V_i より小さい（ $V_t < V_i$ ）のときにHレベルとなる。信号M1の周期TにおけるHレベルの期間の割合（デューティ比） δ は、次式で表される。

【0047】

$$\delta = (1 + V_i / \Delta V_t) / 2 \quad \dots (8)$$

第1のスイッチ回路11では、信号M1に従って、第1のハイサイドスイッチ111がオン、オフされ、反転信号M2に従って、第1のローサイドスイッチ1

1 2 がオン, オフされる。即ち、第 1 のハイサイドスイッチ 1 1 1 と第 1 のローサイドスイッチ 1 1 2 とは交互にオン, オフする。一方、第 2 のスイッチ回路 1 2 では、反転信号 M 2 に従って、第 2 のハイサイドスイッチ 1 2 1 がオン, オフされ、信号 M 1 に従って、第 2 のローサイドスイッチ 1 2 2 がオン, オフされる。即ち、第 2 のハイサイドスイッチ 1 2 1 と第 2 のローサイドスイッチ 1 2 2 とは、第 1 のスイッチ回路 1 1 の場合と逆位相で交互にオン, オフする。

【0 0 4 8】

従って、信号 M 1 が H レベルの期間には、一方の出力端子 x は電源の電圧値 V_c が印加され、他方の出力端子 y はゼロ電位となり、信号 M 1 が L レベルの期間には、一方の出力端子 x はゼロ電位、他方の出力端子 y には電源の電圧値 V_c が印加される。以上のようなスイッチング動作が三角波電圧 V_t の周期 T で繰返される。なお、この周期 Tの間では、入力交流信号 V_i の変動が無視できるほどに小さいものとする。

【0 0 4 9】

一方の出力端子 X の平均電位 V_x 及び他方の出力端子 y の平均電位 V_y は、信号 M 1 のデューティ比 δ を用いて、

$$V_x = \delta \cdot V_c, \quad V_y = (1 - \delta) \cdot V_c$$

となる。

【0 0 5 0】

インダクタ 1 3 によって負荷 1 4 の両端には、平均電位 V_x と平均電位 V_y との差電圧が発生する。負荷 1 4 の両端電圧、すなわち出力交流信号 V_o は、結果的に、前記従来技術で示した (2) 式と同じ、次式で表される。

【0 0 5 1】

$$V_o = V_x - V_y = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (2)$$

ここで、この (2) 式に (8) 式を代入すると、

$$V_o = (V_c / \Delta V_t) \cdot V_i \quad \dots (9)$$

が得られる。この (9) 式に、さらに (7) 式を代入すると、

$$V_o = (E_c / E_t) \cdot V_i \quad \dots (10)$$

が得られる。

【0052】

すなわち、出力交流信号 V_o は、入力交流電圧 V_i を (E_c/E_t) 倍に増幅した電圧になる。

【0053】

上記(10)式からも分かるように、本実施の形態の電力増幅装置の増幅率は、H形ブリッジ構成のスイッチ回路に印加される電源の電圧値 V_c に含まれる直流成分 E_c と三角波電圧 V_t の振幅 ΔV_t の直流成分 E_t との比で表される。

【0054】

本実施の形態の電力増幅装置は、三角波電圧 V_t の振幅 ΔV_t の直流成分 E_t を一定値とし、H形ブリッジ構成のスイッチ回路に印加される電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を可変することによって、増幅率を調整することができる。しかも、負荷14への供給電流や、負荷14からの回生電流によって、直流電源10の電圧値 V_c が交流的に変動しても、D級増幅機能をもつ本電力増幅装置の増幅率には影響せず、出力交流信号 V_o の歪みとはならない。

【0055】

(実施の形態2)

図2は、第2の実施の形態である電力増幅装置の要部の回路構成図である。図2では、図1に示した第1の実施の電力増幅装置と同じ構成要素については同一符号を付し、さらに、PWM回路40以降の駆動回路やH形ブリッジ構成のスイッチ回路および負荷回路等は、図1の場合と実質同じでよいので省略した。図1の構成と異なるのは、直流電源10に代わる、いわゆる直流(DC)ー直流(DC)変換の昇圧コンバータ(DC-DCコンバータ)100が、バッテリー101の電圧を昇圧変換して、電源の電圧値 V_c を供給する構成であることと、演算回路20及び三角波電圧発生回路30の各構成を詳細に表したことである。

【0056】

以下に、図2に示した本実施の形態の電力増幅装置の動作を説明する。

【0057】

昇圧コンバータ100は、バッテリー101に並列接続されるインダクタ102とスイッチ103との直列回路、スイッチ103に並列接続されるダイオード

104とコンデンサ105との直列回路、スイッチ103を所定のオン、オフ比で駆動する制御回路106の、それぞれで構成される。この昇圧コンバータ100では、スイッチ103のオン動作によって、インダクタ102に磁気エネルギーを蓄積し、スイッチ103のオフ動作によって、ダイオード104を介して、インダクタ102の磁気エネルギーをコンデンサ105へ放出する。そして、このコンデンサ105の電圧が、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源の電圧値 V_c として印加される。

【0058】

演算回路20は、コンデンサ105の電圧が供給される可変抵抗器201と抵抗202との直列体および抵抗203が帰還接続されてアナログ加算器の動作をする演算増幅器204と、可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位を平均化して直流成分を出力する、抵抗205とコンデンサ206との直列回路とで構成される。

【0059】

ここで、可変抵抗器201は抵抗値(V_R)を、また、抵抗202と抵抗203とは、それぞれ、相等しい抵抗値(R_{20})を有するものとする。そして、演算増幅器204は、増幅率が充分大きく、その正負各入力端子間には電位差がほとんど発生しないように動作するものとし、よって、抵抗202と抵抗203との接続点電位はゼロ電位である。従って、可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位 V_a は、電源の電圧値 V_c を可変抵抗器201と抵抗202とで分圧したものとなり、次式で表される。

【0060】

$$V_a = V_c \cdot R_{20} / (V_R + R_{20}) \quad \dots (11)$$

抵抗202と抵抗203との接続点電位はゼロ電位であり、また、抵抗202と抵抗203とが、それぞれ、相等しい抵抗値(R_{20})を有することから、演算増幅器204の出力端子の電位は、($-V_a$)となる。

【0061】

一方、抵抗205およびコンデンサ206の回路では、可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位 V_a を平均化し、その直流成分 E_a をコンデンサ206

から昇圧コンバータ100内の制御回路106へ出力する。可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位 V_a の直流成分 E_a は、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を用いて次式で表される。

【0062】

$$E_a = E_c \cdot R_{20} / (V_R + R_{20}) \quad \dots (12)$$

(11)式と(12)式とを対比して判るとおり、互いの電圧比から、次式が得られる。

【0063】

$$V_a = (V_c / E_c) \cdot E_a \quad \dots (13)$$

三角波電圧発生回路30は、2つの比較器301、302と、フリップフロップ303と、抵抗304とコンデンサ305とが接続されてアナログ積分器の動作をする演算増幅器306とで構成され、演算増幅器306の出力が三角波電圧 V_t となる。演算増幅器306は、フリップフロップ303がセットされ、その出力が正の一定電圧になるときは、この電圧を積分し、その結果、出力 V_t は直線的に低下する。逆にフリップフロップ303がリセットされ、その出力が負の一定電圧になるときは、出力 V_t は直線的に上昇する。ここで、比較器301によって出力 V_t が可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位(+ V_a)になると、フリップフロップ303をセットし、比較器302によって出力 V_t が、演算増幅器204の出力端子の電位(- V_a)になると、フリップフロップ303をリセットする。

【0064】

従って、出力 V_t は、2つの電位($\pm V_a$)間を増減する三角波電圧となり、式(11)に示すように、その振幅は、電源の電圧値 V_c に比例したものになる。この三角波電圧 V_t と入力交流信号 V_i とは、PWM回路40中の比較器41によって比較され、信号M1の周期TにおけるHレベルの期間の割合 δ (デューティ比)が、次式で表されることは、第1の実施の形態の場合と同様である。

【0065】

$$\delta = (1 + V_i / V_a) / 2 \quad \dots (14)$$

さらに、出力交流信号 V_o が、デューティ比 δ と電源の電圧値 V_c を用いて、

次式のように表されることも第1の実施の形態の場合と同様である。

【0066】

$$V_o = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (15)$$

(14)式に(13)式を代入すると、

$$V_o = (V_c / V_a) \cdot V_i \quad \dots (16)$$

が得られる。この(16)式に(13)式を代入すると、

$$V_o = (E_c / E_a) \cdot V_i \quad \dots (17)$$

が得られる。即ち、出力交流信号 V_o は、入力交流信号 V_i を (E_c / E_a) 倍に増幅した電圧になる。

【0067】

(17)式からも分かるように、本実施の形態による電力増幅装置の増幅率は、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源の電圧値 V_c の直流成分 E_c と昇圧コンバータ100の検出電圧である直流電圧 E_a との比 (E_c / E_a) で表される。昇圧コンバータ100は、勿論、この直流電圧 E_a が安定化されるように動作するが、一方で、この直流電圧 E_a は、可変抵抗器201の抵抗値 V_R によって、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源の電圧値 V_c の直流成分 E_c を可変することによって、可変にすることが可能であるから、本実施の形態の電力増幅装置では、増幅率を調整することができる。しかも、負荷14への供給電流や、負荷14からの回生電流によって、昇圧コンバータ100内のコンデンサ105の端子電圧である、電源の電圧値 V_c が交流的に変動しても、この電力増幅装置の増幅率には影響せず、出力交流信号 V_o の歪みとはならない。

【0068】

また、出力交流信号 V_o を小さくしたい場合には、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を小さくする。このことにより、H形ブリッジ構成の並列一対の両スイッチ回路を流れる電流の実効値を小さくできるとともに、昇圧コンバータ100も、その出力を抑制することができるので、全体として消費電力の大幅な低減が可能になるという効果も得られる。

【0069】

(実施の形態3)

図3は、第3の実施の形態である、電力増幅装置の要部回路構成図を示す。図3では、図2に示した第2の実施の形態の電力増幅装置と同じ構成要素には同一の符号を付し、また、図2中の三角波電圧発生回路30以降の回路構成は、図2の場合と同じでよく、さらに、図2に示さなかった、PWM回路40以降の駆動回路やH形ブリッジ構成スイッチ回路および負荷部の構成等は、図1の場合と実質同じでよいので省略した。図2の回路構成と異なるのは、演算回路20の内部の構成を詳細に回路要素で表示したことである。

【0070】

以下に、図3に示す本実施の形態の電力増幅装置の動作を説明する。

【0071】

昇圧コンバータ100は、バッテリー101の両端子間にインダクタ102とスイッチ103との直列回路を接続し、スイッチ103には、さらにダイオード104とコンデンサ105との直列回路が並列接続されている。

【0072】

この昇圧コンバータ100は、スイッチ103のオン動作によってインダクタ102に磁気エネルギーを蓄積し、スイッチ103のオフ動作によってインダクタ102の磁気エネルギーを、ダイオード104を介して、コンデンサ105へ放出し、このコンデンサ105の両端子間電位を、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源の電圧値 V_c として、出力する。

【0073】

また、スイッチ103は、制御回路106により、所定のオン、オフ比で駆動されるが、その制御回路106には、誤差増幅器108とPWM回路109とを有し、誤差増幅器108はその負極入力端子に検出電圧を受電し、正極入力端子に電圧源110から一定値の制御電圧 V_r を受電する。そして、この制御回路106により、上記検出電圧が上記制御電圧 V_r と等しくなるように、スイッチ103のオン、オフ動作が調整される。

【0074】

演算回路20は、電源の電圧値 V_c を検出する抵抗210、電流値(I_{11})の定電流源211、定電流源211の電流(I_{11})が流れる抵抗212および

PNPトランジスタ213、定電流源211と抵抗212との接続点にベース端子が接続されて第1の電流（電流値I1）を供給するNPNトランジスタ214、第1の電流（電流値I1）が供給されるNPNトランジスタ215、およびNPNトランジスタ215にカレントミラー構成で結合される一対のNPNトランジスタ216, 217を有する。

【0075】

抵抗210の抵抗値をRs、抵抗212の抵抗値をR212とし、各トランジスタのベース-エミッタ間電圧は、全てVbeで等しいものとする、PNPトランジスタ213のベース端子の電圧は、

$$2V_{be} - I_{11} \cdot R_{212} - V_{be}$$

である。

【0076】

一方、NPNトランジスタ216に流れる電流（第1の電流I1と等価）による抵抗210での電圧降下によって、この電圧は、

$$V_c - I_1 \cdot R_s$$

とも表され、従って、第1の電流I1は、次式で表すことができる。

【0077】

$$I_1 = (V_c - V_{be} + I_{11} \cdot R_{212}) / R_s$$

ここで、

$$I_{21} \cdot R_{212} \div V_{be}$$

に設定しておけば、

$$I_1 \div V_c / R_s \quad \dots (18)$$

となり、第1の電流I1は、電源の電圧値Vcにほぼ比例した値が得られる。

【0078】

演算回路20は、また、第1の電流I1を供給するカレントミラー構成の各PNPトランジスタ218, 219, 220、定電流源221、およびこの定電流源221にベース端子の接続された、NPNトランジスタ222を有する。さらに、NPNトランジスタ222は、そのコレクタ端子をPNPトランジスタ219のコレクタ端子に接続され、NPNトランジスタ223には、そのベース端子

をPNPトランジスタ219のコレクタ端子に接続されて、定電流源221の定電流 I_t が流れる。

【0079】

さらに、演算回路20は、PNPトランジスタ220のコレクタ端子にコンデンサ224が接続され、同じコレクタ端子に、抵抗225を介して、第1の電流 I_1 の直流成分である、第2の電流 I_2 の供給されるNPNトランジスタ226が接続され、加えて、このNPNトランジスタ226には、カレントミラー構成のNPNトランジスタ227とNPNトランジスタ228とが結合され、NPNトランジスタ227には、カレントミラーで第2の電流 I_2 が流れ、かつベース端子がPNPトランジスタ219のコレクタ端子に接続された、NPNトランジスタ229を有する。そして、NPNトランジスタ229のエミッタ端子にベース端子の接続された、NPNトランジスタ230、このNPNトランジスタ230のコレクタ端子には、電流源を構成して、第3の電流 I_3 を発生するPNPトランジスタ231のコレクタ端子とともに、このPNPトランジスタ231とカレントミラーを構成するPNPトランジスタ232を有する。さらに、PNPトランジスタ232には、実施の形態2で説明した通り、図2の演算回路20の場合と同様の、抵抗202、抵抗203および演算増幅器204で構成されるアナログ加算器が接続される。

【0080】

この演算回路20の動作を見ると、第1の電流 I_1 が流れるNPNトランジスタ222のベース-エミッタ間電圧 V_{be22} はおよそ次式で表される。

【0081】

$$V_{be22} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_1 / I_s) \quad \dots (19)$$

ここで、 k ：ボルツマン定数、 T ：絶対温度、 q ：電子電荷、 I_s ：ベース-エミッタ・ダイオードの逆方向飽和電流である。

【0082】

同様に、定電流源221の電流 I_t の流れる、NPNトランジスタ223のベース-エミッタ間電圧 V_{be23} と、第1の電流 I_1 の直流成分である第2の電流 I_2 が流れる、NPNトランジスタ229のベース-エミッタ間電圧 V_{be2}

9とは、それぞれ次式で表される。

【0083】

$$V_{be23} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_t / I_s) \quad \dots (20)$$

$$V_{be29} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_2 / I_s) \quad \dots (21)$$

さらに、NPNトランジスタ230には、第3の電流 I_3 が流れるが、このNPNトランジスタ230のベース-エミッタ間電圧 V_{be30} は、

$$V_{be30} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_3 / I_s) \quad \dots (22)$$

で表される。

【0084】

ここで、

$$V_{be22} + V_{be23} = V_{be29} + V_{be30} \quad \dots (23)$$

であるから、(23)式に(19)～(22)式の各式を逐次代入すると、第3の電流 I_3 として、

$$I_3 = I_1 \cdot I_t / I_2 = (I_1 / I_2) \cdot I_t \quad \dots (24)$$

が得られる。

【0085】

第1の電流 I_1 は電源電圧 V_c に比例し、第2の電流 I_2 は第1の電流 I_1 の直流成分であるから、電源の電圧値 V_c 中の直流成分を E_c とすると、

$$I_2 = E_c / R_s$$

$$I_1 / I_2 = V_c / E_c$$

となり、第3の電流 I_3 は、電源の電圧値 V_c とその直流成分 E_c との間で、

$$I_3 = (V_c / E_c) \cdot I_t \quad \dots (25)$$

の関係が得られる。

【0086】

この第3の電流 I_3 は、PNPトランジスタ231とPNPトランジスタ232とのカレントミラー構成によって、抵抗202に流れる。抵抗202と抵抗203とともにアナログ加算器を構成する演算増幅器204は、増幅率が充分大きく、その正負入力端子間は電位差がほとんど発生しないように動作するので、抵抗202と抵抗203の接続点電位はゼロ電位となる。したがって、抵抗202

の電圧降下成分（電位差） V_a は、抵抗202の抵抗値を R_{20} とすると、次式で表される。

【0087】

$$V_a = I_3 \cdot R_{20} = (V_c / E_c) \cdot I_t \cdot R_{20} \quad \dots (26)$$

また、演算増幅器204の出力端子の電位は、 $(-V_a)$ であるから、三角波発生回路30では、

$$\pm V_a = \pm (V_c / E_c) \cdot I_t \cdot R_{20}$$

が入力され、出力としては、 $(+V_a)$ から $(-V_a)$ までの電位間を振幅する、三角波電圧 V_t を発生させる。

【0088】

そして、この三角波電圧 V_t と入力交流信号 V_i とは、PWM回路40の比較器41によって比較され、信号M1の周期TにおけるHレベルの期間の割合 δ （デューティ比）が、次式で表されることは、実施の形態1で説明したことと同様である。

【0089】

$$\delta = (1 + V_i / V_a) / 2 \quad \dots (14)$$

また、出力交流信号 V_o が、デューティ比 δ と電源の電圧値 V_c とを用いて、次式で表されること、

$$V_o = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (15)$$

さらに、(14)式に(13)式を代入して、

$$V_o = (V_c / V_a) \cdot V_i \quad \dots (16)$$

が得られることも、実施の形態1の場合と同様である。

【0090】

そこで、(16)式に(26)式を代入すると、

$$V_o = (E_c / I_t / R_{20}) \cdot V_i \quad \dots (27)$$

が得られる。即ち、出力交流信号 V_o は、入力交流電圧 V_i を $(E_c / I_t / R_{20})$ 倍に増幅した電圧になる。

【0091】

本実施の形態で、演算回路20は、さらに、NPNトランジスタ228に接続

された、第2の電流 I_2 の電流源であるPNPトランジスタ233とカレントミラー構成で対をなすPNPトランジスタ234、およびこのPNPトランジスタ234から第2の電流 I_2 が供給される抵抗235を有することで、この抵抗235の抵抗値を R_{35} とすると、抵抗235に発生する電圧 E_s は、

$$E_s = E_c \cdot (R_{35} / R_s) \quad \dots (28)$$

となり、この電圧 E_s が昇圧コンバータ100の誤差増幅器109の負極入力端子に印加される。昇圧コンバータ100が、その制御回路106により、検出電圧 E_s を制御電圧 V_r に等しくするように動作することは、実施の形態2で説明した、図2の場合と同様であるので、昇圧コンバータ100の出力電圧である、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c は、次式で表される。

【0092】

$$E_c = V_r \cdot (R_s / R_{35}) \quad \dots (29)$$

本実施の形態の電力増幅装置の増幅率は、(27)式からも分かるように、Hブリッジ構成スイッチ回路での電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c と定電流 I_t と抵抗値 R_{20} との三者間の比($E_c / I_t / R_{20}$)で表される。

【0093】

このことから、昇圧コンバータ100で、制御電圧 V_r を可変することによって、(29)式に示すように、Hブリッジの電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を可変し、したがって、本実施の形態の電力増幅装置での増幅率を調整することができる。しかも、負荷14への供給電流や、負荷14からの回生電流によって、昇圧コンバータ100のコンデンサ105の電圧である、電源の電圧値 V_c が交流的に変動しても、この電力増幅装置の増幅率には影響せず、出力交流信号 V_o の歪みとならない。

【0094】

また、出力交流信号 V_o を小さくしたい場合には、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を小さくする。このことにより、H形ブリッジ構成スイッチ回路を流れる電流の実効値を小さくできるとともに、昇圧コンバータもその出力を抑制するので、全体として消費電力の大幅な低減が可能になるという効果も得られる。

【0095】

また、実施の形態2に詳述した、第2の実施の形態の電力増幅装置では、電源の電圧値 V_c を可変抵抗を含む複数の抵抗により検出し、三角波電圧 V_t を創出するとともに、ローパスフィルタを介して、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を分割した電圧が安定化するように、昇圧コンバータが動作する。このため、第2の実施の形態での電力増幅装置の場合、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c は、三角波電圧 V_t の振幅の直流成分 E_t より小さくできない。これに対し、本実施の形態の電力増幅装置では、演算回路20が独自に電源電圧 V_c から三角波電圧 V_t を得るとともに、ローパスフィルタを介して、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を分割した電圧で出力し、この電圧を、昇圧コンバータが制御電圧 V_r と比較することによって、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を調整している。したがって、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を、理論上、ゼロより大きい任意の電圧値に調整することができる。

【0096】

図4(a), (b)は、この第3の実施の形態の電力増幅装置での、電源の電圧値 V_c の変動による出力交流信号 V_o の歪み補償の効果を、シミュレーションした特性図である。まず、図4(a)は、電圧値5ボルトの定電圧源から、ダイオードと 100Ω の抵抗とを介して、容量値 $0.47\mu F$ のコンデンサを電源とし、容量値 $0.27\mu F$ のコンデンサを負荷とし、入力交流信号 V_i を、 2.5kHz で実効値 0.7 ボルト(V_{rms})の正弦波、三角波電圧 V_t を、 250kHz で 1 ボルト(V)の振幅とした場合の、電源の電圧値 V_c および出力交流信号 V_o の各波形である。電源の電圧値 V_c に、ピークーピーク間電圧で約 0.5 ボルト(V_{pp})の変動が発生し、このため、出力交流信号 V_o は歪率が 4.2% であった。図4(b)は(a)と同じ入力条件であるが、この第3の実施の形態の電力増幅装置で、歪み補償を施した場合の、電源の電圧値 V_c と出力交流信号 V_o の波形である。電源の電圧値 V_c に、約 0.7 ボルト(V_{pp})の変動が発生しているが、出力交流信号 V_o は歪率が 1.0% 以下に改善されている。

【0097】

以上の実施の形態では、本発明をいわゆるBTL方式ないしはH形ブリッジ構成の各電力増幅装置に適用した。しかしながら、例えばハイサイドスイッチとロ

ーサイドスイッチとの直列からなるスイッチ回路とその中間に接続された負荷部のみからなる構成において、ハイサイドスイッチのデューティ比 δ とすると、負荷部に発生する電圧 V_x は、

$$V_x = \delta \cdot V_c$$

となる。一方、デューティ比 δ は、入力交流信号 V_i と三角波電圧 V_t の振幅 ΔV_t を用いて、

$$\delta = (1 + V_i / \Delta V_t) / 2$$

で表される。これに本発明を適用すると、三角波電圧 V_t の振幅 ΔV_t は、電源の電圧値 V_c とその直流成分 E_c との比率 (V_c / E_c) に所定の電圧値 E_t を乗じたものであるから、次式で表される。

【0098】

$$\Delta V_t = (V_c / E_c) \cdot E_t$$

以上から、電圧 V_x は、

$$V_x = V_c / 2 + (E_c / E_t) \cdot V_i / 2$$

となり、電源電圧 V_c の $1/2$ の電圧 $V_c / 2$ を V_x から減算することにより、出力交流信号 V_o として次式のような入力交流電圧 V_i を $(E_c / E_t) / 2$ 倍に増幅した電圧になる。

【0099】

$$V_o = (E_c / E_t) \cdot V_i / 2$$

上式からも分かるように、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を可変することによって増幅率を調整することができ、電源電圧 V_c が交流的に変動しても増幅率には影響せず、出力交流信号 V_o の歪みとはならない。すなわち、本発明は双対のスイッチ回路から構成されるBTL方式に限定されるものではなく、1対のスイッチ回路で構成された電力増幅装置へも適用可能である。さらには、本発明は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列からなるスイッチ回路を有し、このスイッチ回路を通じて、負荷に電源電圧が間欠的に、あるいはパルス的に、印加されることによって、その増幅率が上記電源電圧に比例するD級増幅機能を備えた全ての電力増幅装置に適用できる。

【0100】

【発明の効果】

本発明によれば、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列からなるスイッチ回路における電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を可変することによって、電力増幅装置の増幅率を調整することが可能であるとともに、電源の電圧値 V_c が交流的に変動しても、この電力増幅装置の増幅率には影響せず、出力交流信号の歪みにならないという有利な効果が得られる。

【0101】

特に、電源をバッテリーから、直接あるいはDC-DCコンバータなどを介して供給するような場合、DC-DCコンバータの検出電圧を、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c として、このDC-DCコンバータ自身によって調整することで、電力増幅装置の増幅率を調整することができ、例えば、出力交流信号を小さくしたい場合には、電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を小さくする。このことにより、電力増幅装置内のスイッチ回路、すなわち負荷を駆動する各スイッチ回路を流れる電流の実効値を小さくできるとともに、DC-DCコンバータもその出力を抑制されるので、全体として、消費電力の大幅な低減が可能になるという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】**【図1】**

本発明の第1の実施の形態における電力増幅装置の回路構成図

【図2】

本発明の第2の実施の形態における電力増幅装置の要部回路構成図

【図3】

本発明の第3の実施の形態における電力増幅装置の要部回路構成図

【図4】

本発明の実施の形態の電力増幅装置での動作シミュレーション特性図

【図5】

従来の電力増幅装置の回路構成図

【図6】

従来の電力増幅装置の動作特性図

【図 7】

従来の電力増幅装置の回路構成図及び動作特性図

【図 8】

従来の別の電力増幅装置の回路構成図

【図 9】

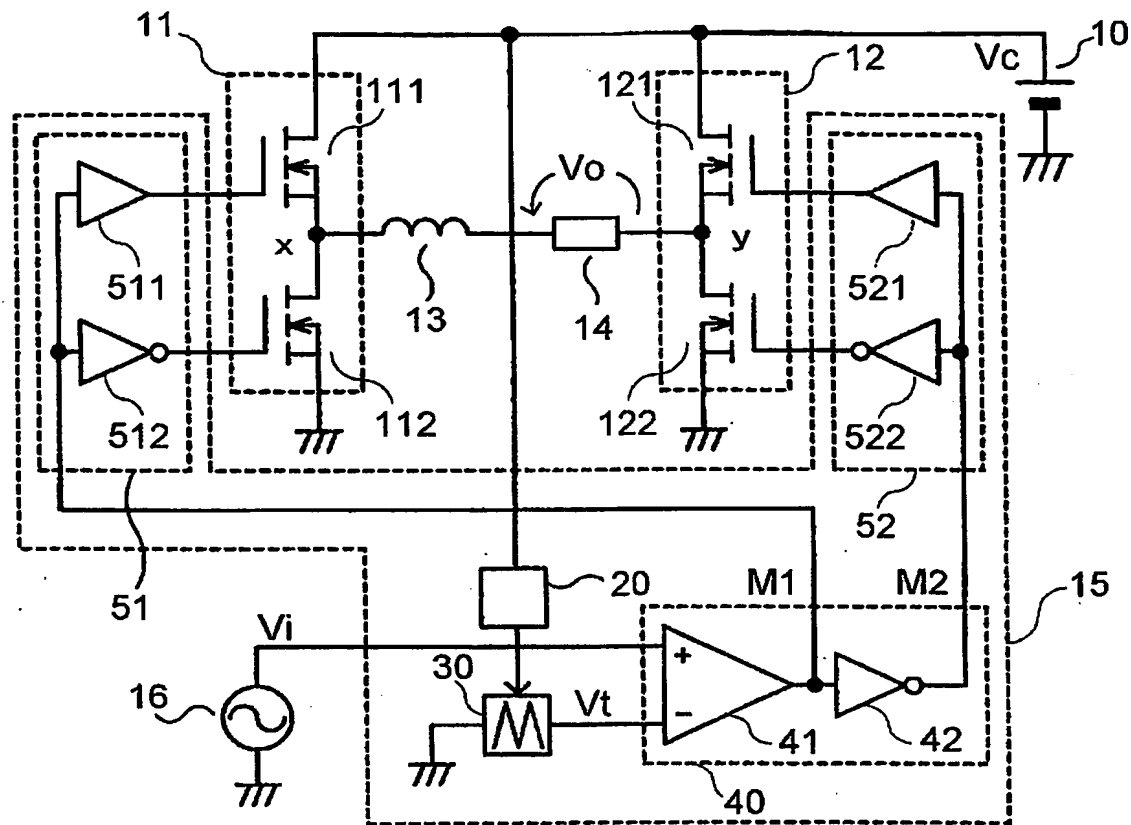
従来の別の電力増幅装置の動作特性図

【符号の説明】

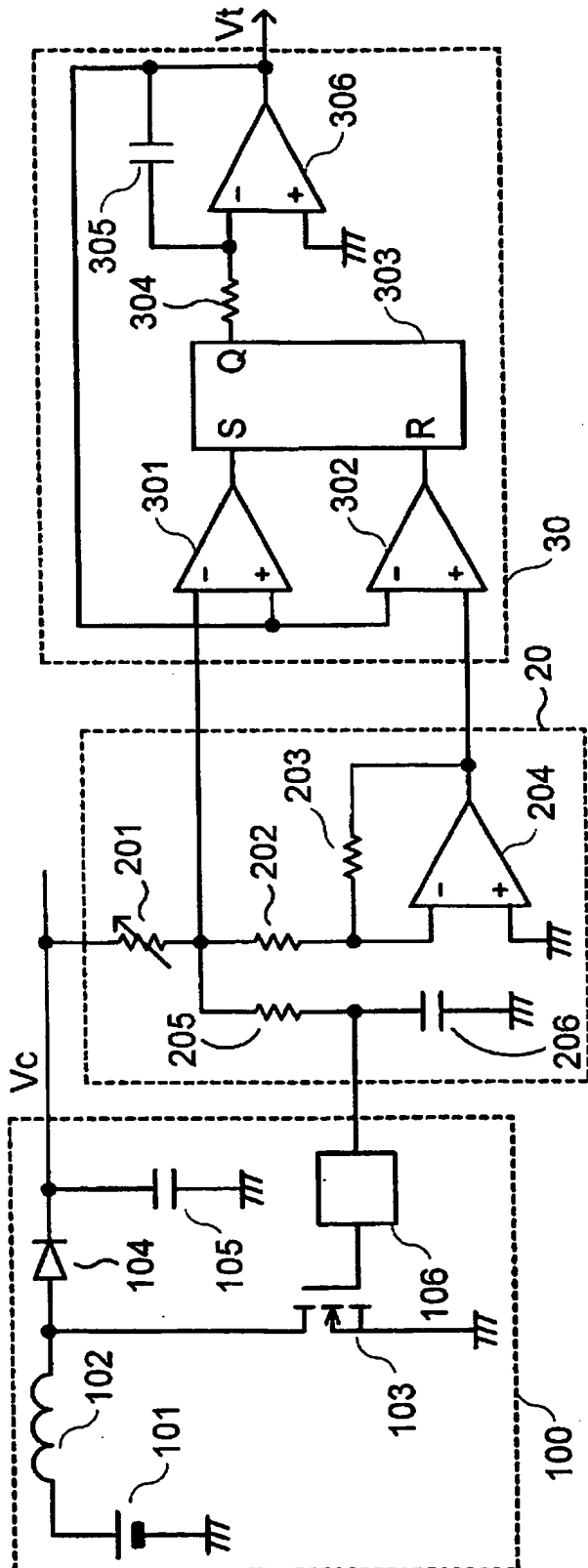
- 10 入力直流電源
- 11 第1のスイッチ回路
- 12 第2のスイッチ回路
- 13 インダクタ
- 14 負荷
- 15 制御回路
- 16 入力信号源
- 20 演算回路
- 30 三角波発生回路
- 40 PWM回路
- 51 第1の駆動回路
- 52 第2の駆動回路
- 111 第1のハイサイドスイッチ
- 112 第1のローサイドスイッチ
- 121 第2のハイサイドスイッチ
- 122 第2のローサイドスイッチ

【書類名】 図面

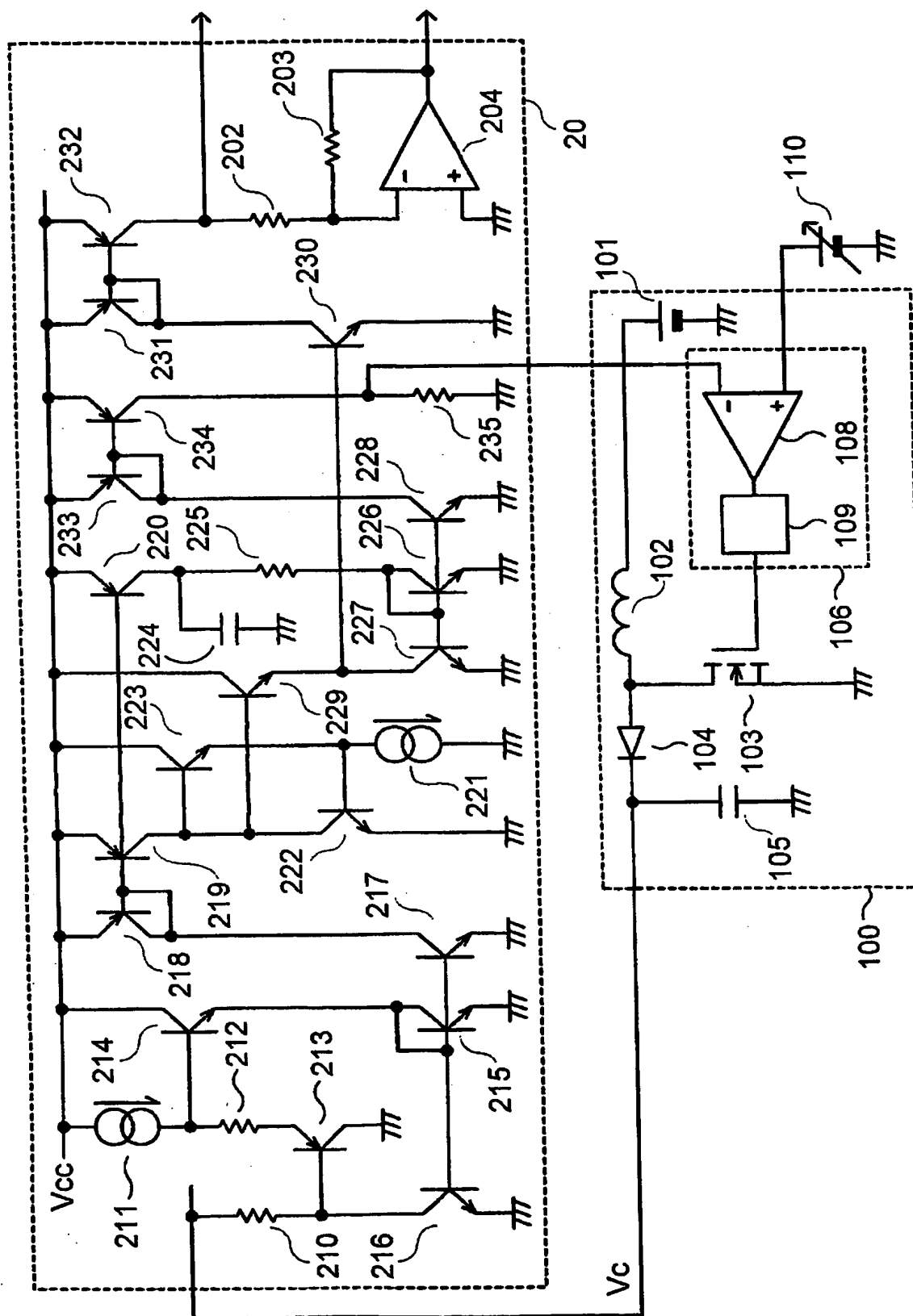
【図 1】



【図 2】

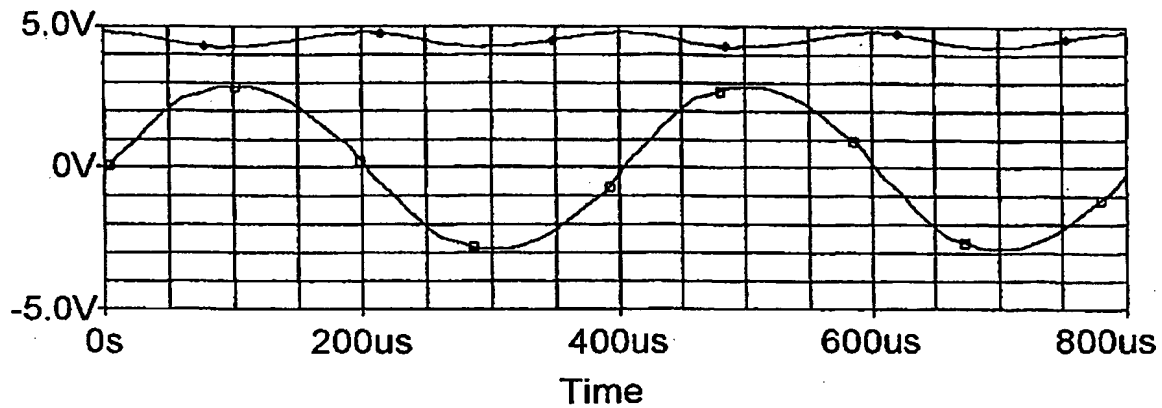


【図3】



【図4】

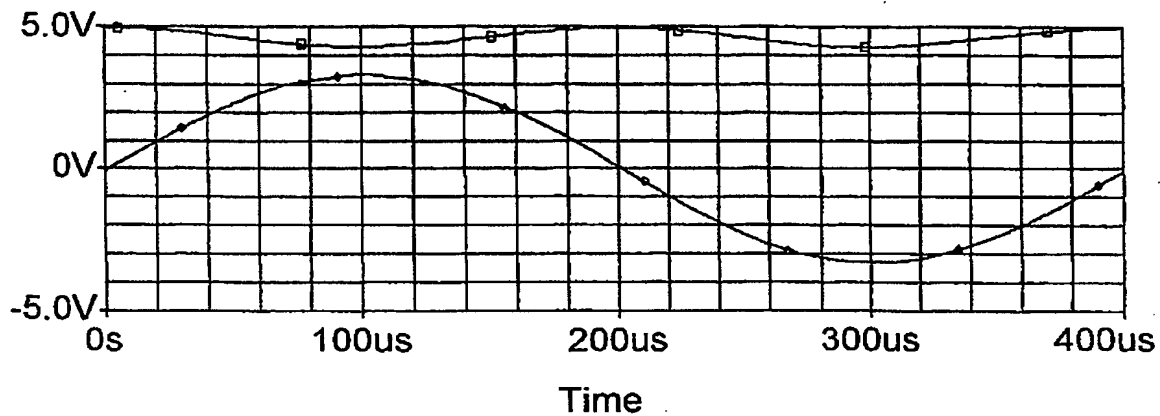
(a)



□ V(L3:2,C3:2) ◇ V(C2:1)

電源電圧変動補償無し THD=4.20%

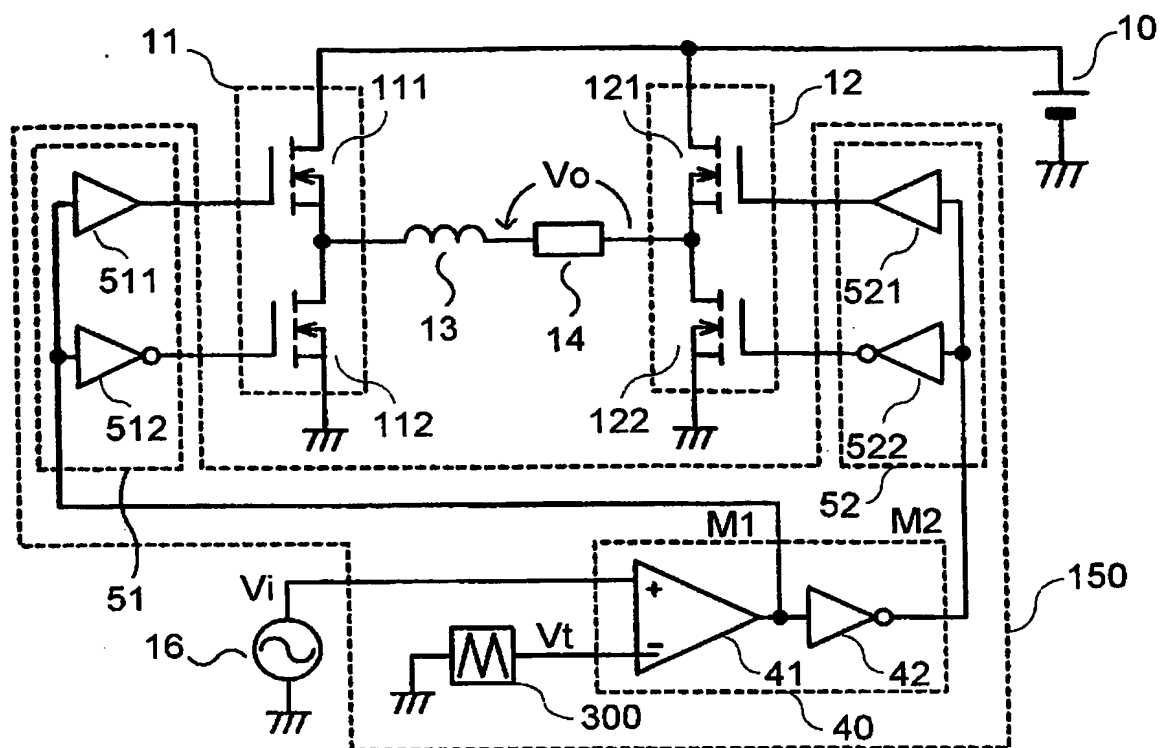
(b)



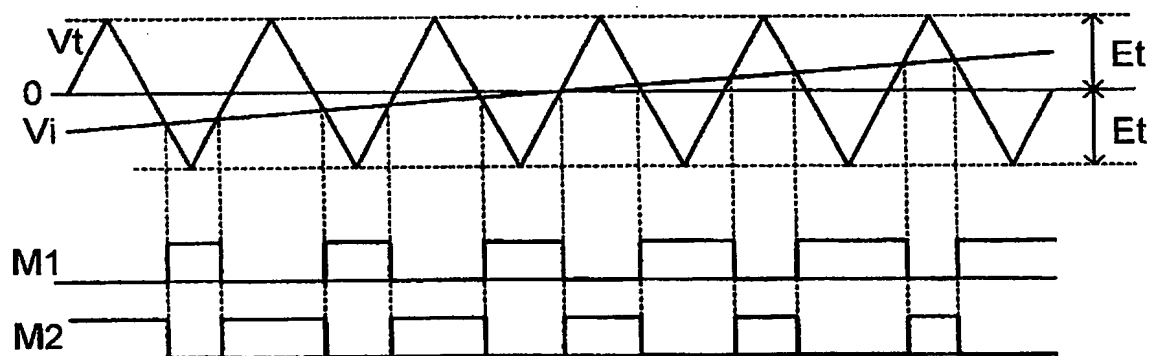
□ V(VH) ◇ V(L1:2,R2:2)

電源電圧変動補償有り THD=0.98%

【図5】

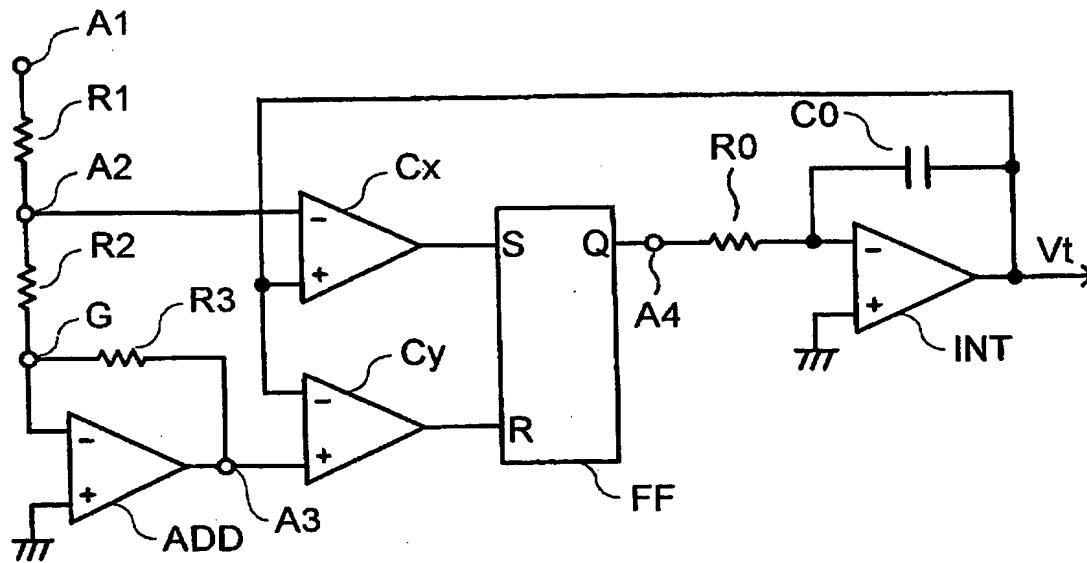


【図6】

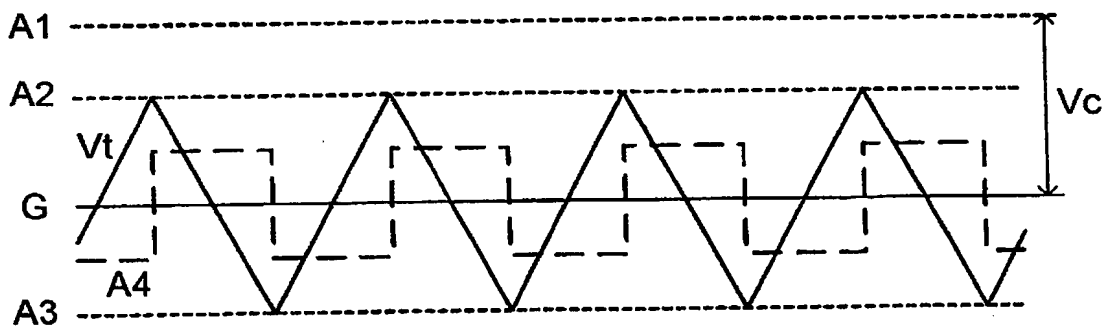


【図7】

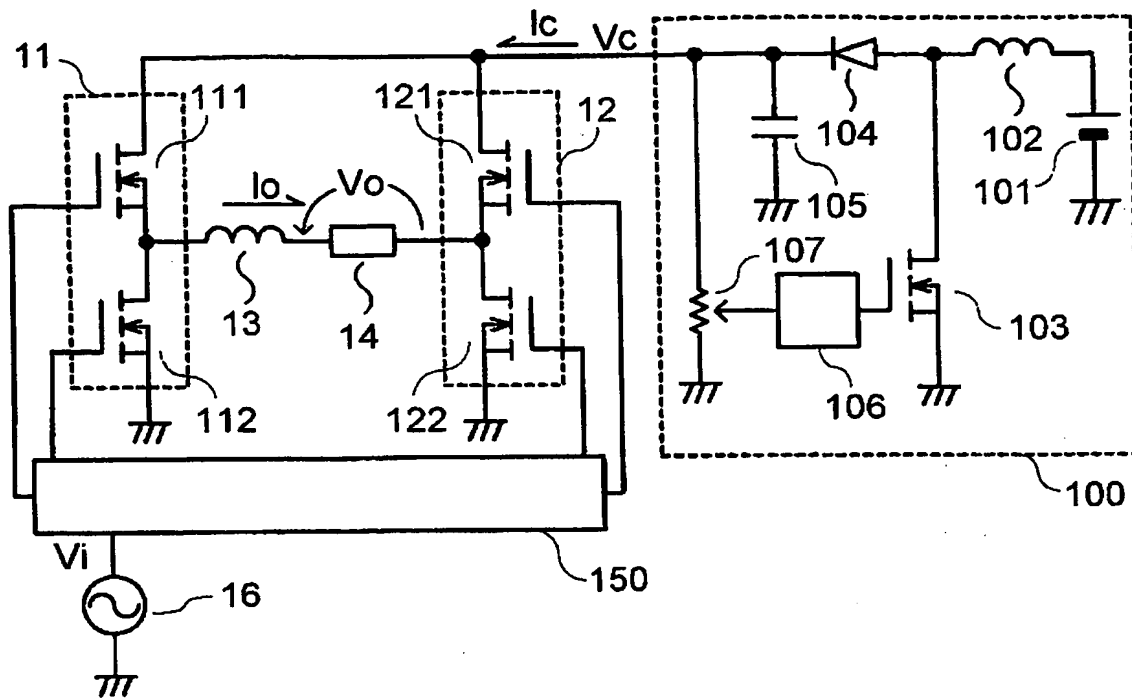
(a)



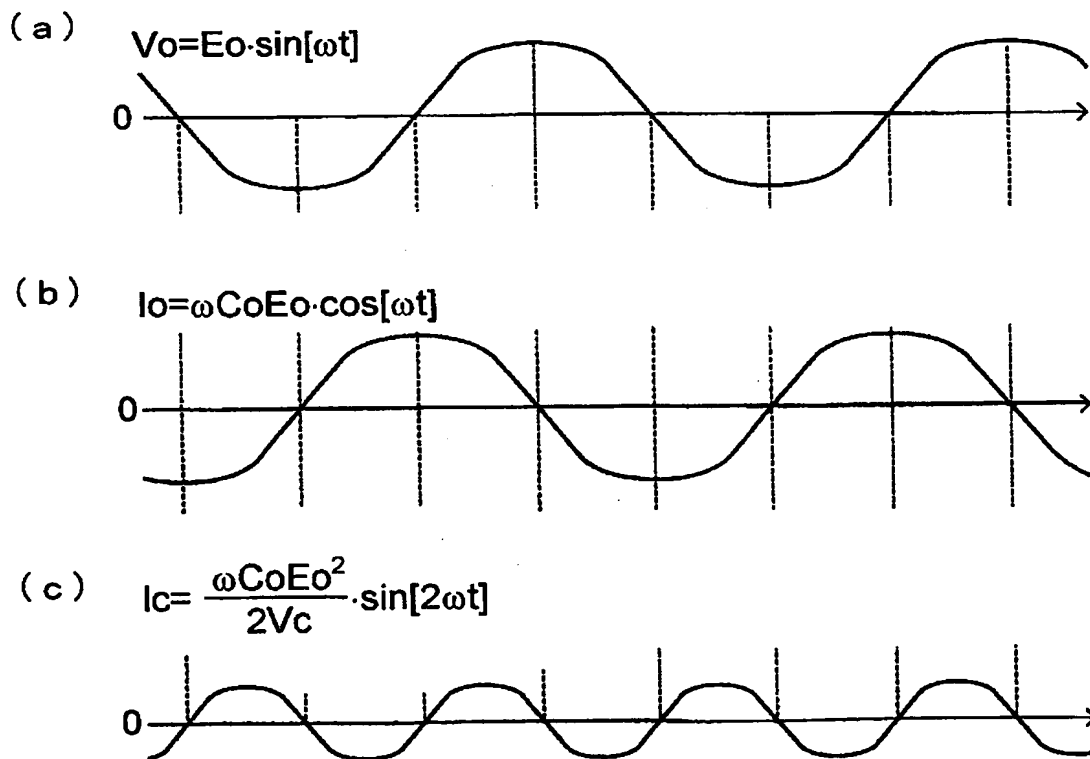
(b)



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 音響信号等の入力交流信号を高効率に電力増幅する、いわゆるD級増幅機能の電力増幅装置で、出力交流信号の歪みの原因となる電源電圧の変動を補償し、かつ、電源電圧によって増幅率の調整が可能な装置を提供をする。

【解決手段】 電源の電圧値 V_c の供給される第1のスイッチ回路11と第2のスイッチ回路12との間に接続されるインダクタ13と負荷14とを有し、入力交流信号 V_i を受電して所定のオン、オフ期間比を設定して各スイッチ回路を駆動する制御回路15に、上記電源の電圧値 V_c とその直流成分 E_c との比率 V_c/E_c に所定の電圧 E_t を乗じて出力する演算回路20を備えた電力増幅装置では、上記電源の電圧値 V_c 中の直流成分 E_c を可変しても、増幅率を調整し、かつ、出力交流信号の歪みを抑制することができる。

【選択図】 図1

特願 2002-331898

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[000005821]

1. 変更年月日

1990年 8月28日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名

松下電器産業株式会社